

3/5/1 (Item 1 from file 351)
DIALOG(R) File 351:Derwent WPI
(c) 2001 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

009850744 **Image available**
WPI Acc No: 1994-130600/199416
XRPX Acc No: N97-010736

Spread spectrum receiver, e.g. for mobile radio communication - has identical partial correlators to perform synchronisation of PN signal, AFC and data demodulation

Patent Assignee: MITSUBISHI ELECTRIC CORP (MITQ); MITSUBISHI DENKI KK (MITQ)

Inventor: KOJIMA T

Number of Countries: 002 Number of Patents: 002

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
JP 6077932	A	19940318	JP 93153215	A	19930624	199416 B
US 5579338	A	19961126	US 9384310	A	19930628	199702
			US 94186819	A	19940125	

Priority Applications (No Type Date): JP 92171318 A 19920629

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
JP 6077932	A		24	H04J-013/00	
US 5579338	A		16	H04B-015/00	Cont of application US 9384310

Abstract (Basic): US 5579338 A

The spread spectrum receiver includes a quasi-coherent detection circuit for mixing a received spread spectrum (SS) signal modulated by a pseudonoise (PN) signal with orthogonal local carriers, providing a complex baseband signal. A partial correlation processor divides the complex baseband signal into partial data sequences and corresponding partial PN signals, providing partial correlation signals. A second processor calculates the sum of the squares of the absolute values of the partial correlation signals, giving a summed square correlation signal. In response to this signal, an initial acquisition and synchronisation tracking device detects the period of the PN signal contained in the received SS signal and outputs a timing signal, synchronised with the period of the PN signal.

ADVANTAGE - Reduces complexity of circuitry, allowing miniaturisation and low power consumption.

Dwg.5/9

JP 6077932 A

Dwg.1/9

Title Terms: SPREAD; SPECTRUM; RECEIVE; MOBILE; RADIO; COMMUNICATE; IDENTICAL; CORRELATE; PERFORMANCE; SYNCHRONISATION; PN; SIGNAL; AFC; DATA; DEMODULATE

Index Terms/Additional Words: AUTOMATIC; FREQUENCY; CONTROL; PSEUDONOISE; CDMA

Derwent Class: U23; U25; W01; W02

International Patent Class (Main): H04B-015/00; H04J-013/00

File Segment: EPI

3/5/2 (Item 1 from file: 347)
DIALOG(R) File 347:JAPIO
(c) 2000 JPO & JAPIO. All rts. reserv.

04434032 **Image available**
SPREAD SPECTRUM RECEIVER

PUB. NO.: 06-077932 JP 6077932 A]
PUBLISHED: March 18, 1994 (19940318)
INVENTOR(s): KOJIMA TOSHIHARU
APPLICANT(s): MITSUBISHI ELECTRIC CORP [000601] (A Japanese Company or Corporation), JP (Japan)
APPL. NO.: 05-153215 [JP 93153215]
FILED: June 24, 1993 (19930624)
INTL CLASS: [5] H04J-013/00

JAPIO CLASS: 44.2 (COMMUNICATION -- Transmission Systems); 2
(TRANSPORTATION -- Motor Vehicles)
JOURNAL: Section: E, Section No. 1566, Vol. 18, No. 329, Pg. 57, June
22, 1994 (19940622)

ABSTRACT

PURPOSE: To perform the initial catching of synchronism for PN signals, tracking, AFC operation and the demodulation processing of data with a simple configuration.

CONSTITUTION: A complex base band signal for one cycle of the PN signal is divided into three signals and inputted to correlators 34, 36 and 38, and the three divided PN signals are correlated. A total sum 46 of squares 40, 42 and 44 of absolute values outputted from these three correlators is calculated, and the synchronism of the PN signals is initially caught 50 by detecting the peak of absolute value square sum signals. A correlation signal corresponding to one cycle of the PN signal is provided by adding outputs from the three correlators 34, 36 and 38 and thus, data are demodulated 56. Since respective partial correlation signals outputted from the three correlators 34, 36 and 38 are provided with phase difference corresponding to frequency off-set, an error signal is provided corresponding to the frequency off-set by complex conjugate arithmetics 62 and 66. Thus, data demodulation, initial catching and error signal generation can be performed by a pair of partial correlators.

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 特 許 公 報 (B 2)

(11)特許番号

第2672769号

(45)発行日 平成9年(1997)11月5日

(24)登録日 平成9年(1997)7月11日

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	庁内整理番号	F I	技術表示箇所
H 0 4 J 13/00			H 0 4 J 13/00	A
H 0 4 L 7/00			H 0 4 L 7/00	C

請求項の数5 (全 16 頁)

(21)出願番号 特願平5-153215

(22)出願日 平成5年(1993)6月24日

(65)公開番号 特開平6-77932

(43)公開日 平成6年(1994)3月18日

(31)優先権主張番号 特願平4-171318

(32)優先日 平4(1992)6月29日

(33)優先権主張国 日本 (J P)

(73)特許権者 000006013

三菱電機株式会社

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(72)発明者 小島 年春

神奈川県鎌倉市大船五丁目1番1号 三

菱電機株式会社 通信システム研究所内

(74)代理人 弁理士 金山 敏彦 (外2名)

審査官 石井 研一

(56)参考文献 特開 平3-101534 (J P, A)

特開 昭60-65638 (J P, A)

特開 平6-284108 (J P, A)

特開 昭56-80939 (J P, A)

(54)【発明の名称】 スペクトル拡散受信機

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 疑似雑音 (PN) 信号によりスペクトル拡散された受信スペクトル拡散 (SS) 信号に互いに直交する局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、

該準同期検波回路により得られた複素ベースバンド信号を複数の部分データに分割し、これらの部分データと対応する部分PN信号との相関をそれぞれ演算する部分相関演算手段と、

該部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の絶対値の二乗の総和を計算する絶対値二乗総和手段と該絶対値二乗総和演算手段により得られた相関絶対値二乗和信号に基づき、上記受信SS信号に含まれるPN信号の繰返し周期を検出し、この繰返し周期に同期したタイミング信号を出力する初期捕捉・同期追跡手段と、

2

を備えたことを特徴とするスペクトル拡散受信機。

【請求項2】 疑似雑音 (PN) 信号によりスペクトル拡散された受信スペクトル拡散 (SS) 信号に互いに直交する局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、

該準同期検波回路により得られた上記複素ベースバンド信号を複数の部分データに分割し、これらの部分データと対応する部分PN信号との相関をそれぞれ演算する部分相関演算手段と、

10 該部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の絶対値の二乗の総和を計算する絶対値二乗総和手段と、

該絶対値二乗総和手段により得られた相関絶対値二乗和信号に基づき、上記受信SS信号に含まれるPN信号の繰返し周期を検出し、この繰返し周期に同期したタイミング信号を出力する初期捕捉・同期追跡手段と、

3

上記部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の複素共役信号とそれぞれの部分相関信号より所定周期分ずれた部分相関信号との複素乗算を行い、得られた各複素共役積信号の総和を計算する複素共役積総和手段と、

該複素共役総和手段により得られた複素共役積総和信号および上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づき誤差信号を生成して出力する誤差信号生成手段と、

該誤差信号生成手段から出力される上記誤差信号に基づき、上記受信SS信号の搬送波周波数に対する上記局部搬送波の周波数オフセットを補正する補正手段と、
を備えたことを特徴とするスペクトル拡散受信機。

【請求項3】 上記誤差信号生成手段は、
上記複素共役積総和手段により得られた上記複素共役積総和信号の虚数部を分離する虚数部分離手段と、

該虚数部分離手段により得られた上記複素共役積総和信号の虚数部を誤差信号として出力し、その出力タイミングを上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づいて制御する誤差信号出力タイミング制御手段と、
を備えたことを特徴とする特許請求の範囲第2項記載のスペクトル拡散受信機。

【請求項4】 上記誤差信号生成手段は、
上記複素共役積総和手段により得られた上記複素共役積総和信号の偏角（位相角）を抽出する偏角抽出手段と、
該偏角抽出手段により得られた上記複素共役積総和信号の偏角を誤差信号として出力し、その出力タイミングを上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づいて制御する誤差信号出力タイミング制御手段と、
を備えたことを特徴とする特許請求の範囲第2項記載のスペクトル拡散受信機。

【請求項5】 擬似雑音（PN）信号によりスペクトル拡散された受信スペクトル拡散（SS）信号に互いに直交する局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、
該準同期検波回路により得られた複素ベースバンド信号を複数の部分データに分割し、これらの部分データと対応する部分PN信号との相関をそれぞれ演算する部分相関演算手段と、
該部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の絶対値の二乗の総和を計算する絶対値二乗総和手段と、
該絶対値二乗総和手段により得られた相関絶対値二乗和信号に基づき、上記受信SS信号に含まれるPN信号の繰返し周期を検出し、この繰返し周期に同期したタイミング信号を出力する初期捕捉・同期追跡手段と、
上記部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の複素共役信号とそれぞれの部分相関信号より所定周期分ずれた部分相関信号との複素乗算を行い、得られた各複素共役積信号の総和を計算する複素共役積総和手段と、

4

該複素共役積総和手段により得られた複素共役積総和信号および上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づき誤差信号を生成して出力する誤差信号生成手段と、

該誤差信号生成手段から出力される上記誤差信号に基づき、上記受信SS信号の搬送波周波数に対する上記局部搬送波の周波数オフセットを補正する補正手段と、
上記部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の総和を計算する部分相関総和手段と、

該部分相関総和手段により得られた部分相関総和信号を合成相関信号として出力し、その出力タイミングを上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づいて制御する合成相関信号出力タイミング手段と、

該合成相関信号出力タイミング制御手段から出力される上記合成相関信号に基づき復調データを生成して出力する復調データ生成手段と、
を備えたことを特徴とするスペクトル拡散装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】 本発明は、スペクトル拡散受信機の改良に関する。

【0002】

【従来の技術】 近年、移動体通信の分野では直接拡散スペクトル拡散（DS/SS）通信による符号分割多元接続（CDMA）方式が注目されている。移動体通信にDS/SS通信を適用する場合、搬送波の再生が困難であるため、受信機では準同期検波を行うことが望ましい。

【0003】 ここで、準同期検波を行う場合、局部搬送波に周波数オフセットが存在すると誤り率特性が劣化する。従って、局部搬送波の周波数制御または周波数オフセットによる影響の補償を行うAFC回路が必須である。

【0004】 以下、図6を用いて従来技術の説明を行う。図6は従来のスペクトル拡散受信機の構成を示すブロック図であり、図において、100は準同期検波回路・AFC回路、110は相関器、120は絶対値二乗回路、130は初期捕捉・同期追跡回路、140は復調処理回路である。次に動作について説明する。図6において、受信SS信号は準同期検波・AFC回路100により準同期検波され、複素ベースバンド信号になる。複素ベースバンド信号は相関器110に入力され、受信SS信号のスペクトル拡散に用いられたPN信号との相関演算が行われ、複素相関信号となる。その複素相関信号は絶対値二乗回路120に入力され、複素相関信号の絶対値の二乗の値を有する同期確立用信号が出力される。初期捕捉・同期追跡回路130はこの同期確立用信号を用いて、受信SS信号に含まれるPN信号の繰返し周期に同期したシンボルクロック及びPN信号のチップ間隔に同期したチップクロックを生成する。

5

【0005】一方、相関器110から出力される複素相関信号は復調処理回路140にも入力され、一次変調方式に応じた復調処理がなされ、復調データが出力される。

【0006】次に、準同期検波・AFC回路100の構成と動作を説明する。図7は従来の準同期検波・AFC回路100の構成を示すブロック図であり、図において、210、220は乗算器、230は電圧制御発振器(VCO)、240は移相器、250、260はローパスフィルタ、270、280はA/D変換器、290は誤差信号生成回路、300は乗算器、310は積分器、320はD/A変換器である。次に動作について説明する。図7において、受信SS信号は、乗算器210によってVCO230から出力される局部搬送波と乗算され、ローパスフィルタ250により高周波成分が除去され、更にA/D変換器270によりデジタルデータに変換され、複素ベースバンド信号の実数成分となる。同様に、受信SS信号は、乗算器220によって移相器240により $\pi/2$ 移相された局部搬送波とも乗算され、ローパスフィルタ260、A/D変換器280を介して、複素ベースバンド信号の虚数成分となる。

【0007】このようにして得られた複素ベースバンド信号は、準同期検波・AFC回路100の出力信号となると同時に、誤差信号生成回路290に入力される。

$$r_{nM+m} = a_n u_m \exp [-j \{ \Delta \omega (nM+m) T_c + \phi \}] \quad (1-1)$$

図8に示した誤差信号生成回路290においては、偏差信号生成回路400により $\exp [j \omega_0 t]$ なる信号が出力される。この信号は共役回路410により複素共役数である $\exp [-j \omega_0 t]$ なる信号に変換される。

【0012】誤差信号生成回路290に入力された複素ベースバンド信号は、乗算器420により、この $\exp [-j \omega_0 t]$ なる信号が乗算されて正の周波数偏差 ω_0 ($\omega_0 > 0$) が与えられ、「正偏差ベースバンド信号」として出力される。また、複素ベースバンド信号

$$\begin{aligned} r_{pnM+m} &= a_n u_m \exp [-j \{ (\Delta \omega + \omega_0) T_c + \phi \}] \\ r_{nnM+m} &= a_n u_m \exp [-j \{ (\Delta \omega - \omega_0) T_c + \phi \}] \end{aligned} \quad (1-2)$$

この正偏差及び負偏差ベースバンド信号をそれぞれ複素相関器440及び450に入力してPN信号との相関演算を行い、「正偏差相関信号」及び「負偏差相関信号」を得る。シンボル周期 T_d ごとに得られる送信データ a_n に対応する正偏差及び負偏差相関信号の値をそれぞれ

6

【0008】次に、誤差信号生成回路290の構成と動作を説明する。図8は従来の誤差信号生成回路290の構成を示すブロック図であり、図において、400は偏差信号生成回路、410は共役回路、420、430は乗算器、440、450は複素相関器、460、470は絶対値二乗回路、480は減算器、490はラッチである。以下、誤差信号生成回路290が誤差信号を生成する過程について述べる。ここでは一次変調をBPSKとし、スペクトル拡散に用いるPN信号の繰返し周期を M チップ、チップ周期を T_c 、 m ($m=1, \dots, M$) 番目のPN信号の値を $u_m \in \{-1, 1\}$ とする。また、データのシンボル周期を $T_d = MT_c$ 、時刻 nT_d (n は整数)における送信データの値を $a_n \in \{-1, 1\}$ とし、送信搬送波の角周波数を ω_c とする。

【0009】受信機は、時刻 $nT_d + mT_c$ に $a_n u_m \cos [\omega_c (nT_d + mT_c)]$ なる値の受信SS信号を受信する。

【0010】いま、準同期検波に用いる局部搬送波の角周波数が $\omega_c + \Delta \omega$ 、その初期位相が ϕ であるものとし、A/D変換のサンプリング周期はチップ周期に等しく、量子化誤差はないものとする、時刻 $nT_d + mT_c = (nM+m)T_c$ における複素ベースバンド信号の値 r_{nM+m} は次式で与えられる。

$$r_{nM+m} = a_n u_m \exp [-j \{ \Delta \omega (nM+m) T_c + \phi \}] \quad (1-1)$$

は、乗算器430により、偏差信号生成回路400から出力される $\exp [j \omega_0 t]$ なる信号が乗算されて負の周波数偏差 $-\omega_0$ が与えられ、「負偏差ベースバンド信号」として出力される。

【0013】時刻 $(nM+m)T_c$ における正偏差及び負偏差ベースバンド信号の値をそれぞれ r_{pnM+m} 及び r_{nnM+m} とすると、次式の関係が成立する。

$$【0014】$$

c_{pn} 、 c_{nn} とすると、式(1-2)より c_{pn} 、 c_{nn} は次式で与えられる。

$$【0015】$$

$$【数1】$$

$$C_{pn} = \sum_{m=1}^M U_m r_{pnM+m}$$

$$= a_n \exp[-j\{(\Delta\omega + \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi\}] \cdot \sin[(\Delta\omega + \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega + \omega_0) T_c / 2]$$

$$C_{nn} = \sum_{m=1}^M U_m r_{nnM+m}$$

$$= a_n \exp[-j\{(\Delta\omega - \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi\}] \cdot \sin[(\Delta\omega - \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega - \omega_0) T_c / 2]$$

$$B_n = (2n+1)M+1$$

(1-3)

更に、絶対値二乗回路460及び470により、正偏差及び負偏差相関信号の絶対値の二乗である「正偏差誤差信号」及び「負偏差誤差信号」を得る。最後に減算器480により正偏差誤差信号から負偏差誤差信号を減じた

$$e_n = |c_{pn}|^2 - |c_{nn}|^2 \\ = \{\sin[(\Delta\omega + \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega + \omega_0) T_c / 2]\}^2 - \{\sin[(\Delta\omega - \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega - \omega_0) T_c / 2]\}^2$$

(2-4)

与える周波数偏差 ω_0 の値を $0 < \omega_0 \leq 2\pi / T_d$ なる範囲に設定することにより、誤差信号 e_n は周波数オフセット $\Delta\omega$ に応じた数値を示す。図9に、 $M=127$ 、 $\omega_0 = \pi / T_d$ とした場合の1シンボル間の位相回転量 $\Delta\omega T_d$ と誤差信号 e_n の関係を示す。この場合、 $|\Delta\omega T_d| \leq \pi$ の範囲で誤差信号 e_n は周波数オフセット $\Delta\omega$ にほぼ比例していることが判る。このようにして図8の誤差信号生成回路290により周波数偏差に応じた誤差信号を得ることができる。

【0017】以下、再び図7を用いて準同期検波・AFC回路100の構成と動作を説明する。以上のようにして誤差信号生成回路290により得られた誤差信号 e_n に乗算器300によりゲイン α を乗じた後に積分器310により積分する。この積分により誤差信号のSN比が向上する。積分器310の出力信号をD/A変換器320によりアナログ信号に変換して得られる電圧信号で局部搬送波を発振するVCO230を制御することにより、周波数オフセット $\Delta\omega$ を常に0とするようなAFC

【0018】

【発明が解決しようとする課題】従来のスペクトル拡散受信機は、以上のように構成されているため、PN信号の同期の初期捕捉・追跡及びデータ復調に用いられる相関器とは別に、AFCの誤差信号生成回路にも相関器が必要であり、このため構成が複雑となりがちで、小形化や低消費電力化が容易ではないという課題があった。

【0019】本発明は、この課題を解決するためになされたものであり、同一の相関器によりPN信号の同期の

信号を、ラッチ490によりシンボル周期 T_d ごとにラッチすることにより誤差信号を得る。すなわち、送信データ a_n に対応する誤差信号 e_n は次式で与えられる。

【0016】

初期捕捉・追跡、AFC及びデータ復調の全てを行うことができ、従って構成が単純で、小形化や低消費電力化の容易なスペクトル拡散受信機を得ることを目的とする。

【0020】

【課題を解決するための手段】本発明に係るスペクトル拡散受信機は、疑似雑音(PN)信号によりスペクトル拡散された受信スペクトル拡散(SS)信号に互いに直交する局部搬送波を混合して複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、該準同期検波回路により得られた複素ベースバンド信号を複数の部分データに分割し、これらの部分データと対応する部分PN信号との相関をそれぞれ演算する部分相関演算手段と、該部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の絶対値の二乗の総和を計算する絶対値二乗総和手段と該絶対値二乗総和手段により得られた相関絶対値二乗和信号に基づき、上記受信SS信号に含まれるPN信号の繰返し周期を検出し、この繰返し周期に同期したタイミング信号を出力する初期捕捉・同期追跡手段と、を備えたことを特徴とする。

【0021】また、上記部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の複素共役信号とそれぞれの部分相関信号より所定周期分ずれた部分相関信号との複素乗算を行い、得られた各複素共役積信号の総和を計算する複素共役積総和手段と、該複素共役積総和手段により得られた複素共役積総和信号および上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づき誤差信号を生成して出力する誤差信号生成手段と、誤差信号生成手段から出力される上記誤差信号に基づき、上記受信S

30

40

50

S信号の搬送波周波数に対する上記局部搬送波の周波数オフセットを補正する補正手段と、をさらに備えたことを特徴とする。

【0022】また、上記誤差信号生成手段は、上記複素共役積総和手段により得られた上記複素共役積総和信号の虚数部を分離する虚数部分離手段と、該虚数部分離手段により得られた上記複素共役積総和信号の虚数部を誤差信号として出力し、その出力タイミングを上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づいて制御する誤差信号出力タイミング制御手段と、を備えたことを特徴とする。

【0023】また、上記誤差信号生成手段は、上記複素共役積総和手段により得られた上記複素共役積総和信号の偏角（位相角）を抽出する偏角抽出手段と、該偏角抽出手段により得られた上記複素共役積総和信号の偏角を誤差信号として出力し、その出力タイミングを上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づいて制御する誤差信号出力タイミング制御手段と、を備えたことを特徴とする。

【0024】また、上記部分相関演算手段により得られた各部分相関信号の総和を計算する部分相関総和手段と、該部分相関総和手段により得られた部分相関総和信号を合成相関信号として出力し、その出力タイミングを上記初期捕捉・同期追跡手段から出力される上記タイミング信号に基づいて制御する合成相関信号出力タイミング制御手段と、該合成相関信号出力タイミング制御手段から出力される上記合成相関信号に基づき復調データを生成して出力する復調データ生成手段と、をさらに備えたことを特徴とする。

【0025】

【作用】このように、本発明においては、受信SS信号を複数に分割して、分割されたPN信号との相関信号であるところの部分相関を計算する。そして、部分相関信号を加算することにより、単一の相関器を用いたのと同じ相関信号を得、これよりデータの復調が行われる。また、各部分相関信号の絶対値二乗和を用いてPN信号の同期の初期捕捉を行う。部分相関信号の絶対値二乗和（すなわち、エネルギー和）は周波数オフセット（周波数ずれ）が大きい場合においてもそのピーク値の減少が少ないため、PN信号の繰返し周期に同期して出現するそのピークを確実に検出することができ、PN信号の同期の好適な初期捕捉および追跡を行うことができる。また、各部分相関信号は周波数オフセットがある場合、位相に差異が生じる。すなわち、2つの部分相関信号間の位相差は局部搬送波の周波数オフセットに対応しているため、部分相関信号間の複素共役積から周波数オフセットに対応する信号を生成することができ、これによって周波数オフセットを補正することができる。

【0026】このように、同一の部分相関器を用い、復調のための信号、広い周波数範囲でPN信号の同期を初

期捕捉および追跡できる信号、AFC動作のための誤差信号を得ることができ、信号処理回路全体の回路構成が極めて単純となり、小形化・低消費電力化が達成できる。

【0027】

【実施例】以下、本発明の実施例について、図面に基づいて説明する。図1は、実施例の全体構成を示すブロック図であり、図において、10、12は乗算器、14はVCO、16は $\pi/2$ 移相器、18、20はローパスフィルタ、22、24はA/D変換器、30、32は遅延回路、34、36、38は相関器、40、42、44は絶対値二乗回路、46、52、58は加算器、50は初期捕捉・同期追跡回路、56は復調処理回路、60、64、72は乗算器、62、66は共役演算器、69は虚数部分離回路、74は積分器、76はD/A変換器である。次に動作について説明する。PN信号によってスペクトル拡散されている受信SS信号は2つの乗算器10、12に入力される。乗算器10にはVCO（電圧制御発振器）14からの局部搬送波が入力されており、乗算器12には $\pi/2$ 移相器16によりVCO14からの局部搬送波を $\pi/2$ 移相した直交局部搬送波が入力される。このため、直交した2つの局部搬送波による準同期検波が行われる。そして、乗算器10、12の出力はローパスフィルタ18、20により、高周波成分が除去された後、A/D変換器22、24において、それぞれデジタル信号に変換される。そして、この処理においては、直交した2つの局部搬送波による準同期検波が行われているため、A/D変換器22、24から得られる信号は複素ベースバンド信号の実数部（Re）信号および虚数部（Im）信号となる。

【0028】次に、複素ベースバンド信号は2つの遅延回路30、32に入力され、この遅延回路30、32の前後の信号が3つの相関器34、36、38に入力される。ここで、2つの遅延回路30、32はそれぞれ入力信号を T_d/L だけ遅延するものである。そして、 T_d は拡散信号であるPN信号の繰返し周期であり、Lは相関器分割数、すなわち信号の分割数であり、本実施例においては $L=3$ である。従って、この2つの遅延回路において $T_d/3$ 分の遅延が行われ、PN信号周期の1/3分の時間的に連続した複素ベースバンド信号が同時に相関器34、36、38にそれぞれ供給される。すなわち、相関器34、36、38は、それぞれPN信号1周期分の複素ベースバンド信号を3つに分割して相関を計算することになる。そして、相関器34、36、38には1周期のPN信号が3つに分割されて格納されるようになっており、相関器38に先頭部分、相関器36に中間部分、相関器34に末端部分、がそれぞれ格納されている。

【0029】このため、この回路により、PN信号1周期分の複素ベースバンド信号が3つに分割され、この分

割された3つの複素ベースバンド信号と、3つに分割されたPN信号との間で相関が計算されることになる。

【0030】そして、相関器34、36、38の出力が、それぞれ絶対値二乗回路40、42、44に入力され絶対値の二乗が計算された後、加算器46によりこれらの絶対値二乗信号が加算される。このため、この加算器46からは、PN信号1周期分の複素ベースバンド信号を3つに分割した信号と、1周期のPN信号を3つに分割した信号との相関信号であるところの部分相関信号のエネルギーの総和を示す信号が得られることになる。そして、この加算器46の出力は、初期捕捉・同期追跡回路50に入力され、ここで入力される信号のピーク検出が行われ、PN信号の周期(シンボル周期)に同期したシンボルクロックが生成される。すなわち、加算器46から出力される信号のピークはPN信号の周期に同期して出現するため、このピーク検出により、PN信号の同期の初期捕捉を行なうことができる。そして、初期捕捉が達成された後は同期追跡動作に移行し、常にPN信号に追従したシンボルクロックが生成される。

【0031】ここで、初期捕捉・同期追跡回路50における初期捕捉には図2に示すように、巡回加算を行う加算器50a、1シンボル周期分の加算結果を記憶するフレームメモリ50b、加算結果の信号のピークを検出するピーク検出回路50cによって行う方法がある。すなわち、この回路によれば、フレームメモリ50bの出力は1シンボル周期前の加算結果となっているため、加算器50aにおいて、1シンボル周期で累積加算(いわゆる巡回加算)が行われる。加算器50aに入力される同期確立用信号にはPN信号の繰返し周期(すなわちシンボル周期)に同期してピークが出現するため、この巡回加算によりピークの累積加算が行われてSN比が向上し、ピークの検出がより確実になる。このPN信号に同期したピークの検出により初期捕捉が行われる。

【0032】一方、相関器34、36、38の出力は加算器52に入力され、ここで加算される。このため、3つに分割されて計算された部分相関信号が加算されてPN信号1周期に対する相関信号と同一の信号となる。そして、この信号がラッチ回路54に入力され、初期捕捉・同期追跡回路50からのシンボルクロックに基づいてラッチされる。すなわち、エネルギーの最も高い点で相関信号がラッチされ、ラッチ回路54からは逆拡散された信号が出力される。

【0033】このラッチ回路54の出力信号は、復調処理回路56に入力され、ここで一時変調方式(例えば、QPSK変調など)に対応した復調処理がなされ、復調

$$r_{nM+m} = a_n u_m \exp[-j(\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi)] \quad (2-1)$$

通常のDS/SS受信機では、この複素ベースバンド信号を複素相関器に入力してPN信号1周期との相関演算を行い、相関信号を得る。送信データ a_n に対応する相

データが得られる。

【0034】一方、相関器34の出力は、乗算器60に入力される。また、この乗算器60には、相関器36の出力も複素共役数を出力する共役演算器62を介して入力されており、2つの入力信号が乗算される。また、相関器36の出力は乗算器64に入力され、この乗算器64には相関器38の出力も共役演算器66を介して入力されており、2つの入力信号が乗算される。このように、乗算器60、64において、隣接する部分相関器からの部分相関信号間の複素共役積演算が行われる。

【0035】乗算器60、64の出力は加算器66に入力され、ここで加算される。そして、加算器68の出力は虚数部分分離回路69に入力され、この信号がラッチ回路70に入力され、シンボルクロックに応じてラッチされ、誤差信号 e_n が得られる。

【0036】そこで、乗算器72においてこの誤差信号 e_n に所定のゲイン α を乗算し、積分器74で積分することによって平均化し、D/A変換器76でアナログ電圧信号に変換してVCO14に供給する。このようにして、VCO14が誤差信号 e_n に応じて発振周波数を補正するため、受信SS信号の搬送波周波数に対する局所搬送波の周波数オフセットが解消される。このように、本受信機は同一の部分相関器を用いてPN信号の同期の初期捕捉・追跡、AFC及びデータ復調の全てを行なう。従って、回路構成が極めて単純であり、小形化・低消費電力化が容易である。

【0037】部分相関器による相関信号の特性
ここで、部分相関器34、36、38から得られる部分相関信号について説明する。ここでは一次変調をBPSKとし、スペクトル拡散に用いるPN信号の繰返し周期を M チップ、チップ周期を T_c 、 m 番目($m=1, \dots, M$)のPN信号の値を $u_m \in \{-1, 1\}$ とする。また、データのシンボル周期を $T_d = MT_c$ 、時刻 nT_d (n は整数)における送信データの値を $a_n \in \{-1, 1\}$ とし、送信搬送波の角周波数を ω_c とする。

【0038】受信機は、時刻 $nT_d + mT_c$ に $a_n u_m \cos[\omega_c(nT_d + mT_c)]$ なる受信SS信号を受信して準同期検波及びA/D変換を行い、複素ベースバンド信号を得る。なお、A/D変換器のサンプリング周期はチップ周期に等しく、量子化誤差はないものとする。

【0039】いま、準同期検波に用いる局所搬送波の角周波数が $\omega_c + \Delta\omega$ 、その初期位相が ϕ であるものとする、時刻 $nT_d + mT_c = (nM + m)T_c$ における複素ベースバンド信号の値 r_{nM+m} は次式で与えられる。

$$r_{nM+m} = a_n u_m \exp[-j(\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi)] \quad (2-1)$$

相関信号の値を c_n とすると、 c_n は次式で与えられる。

【0041】

【数2】

13

14

$$\begin{aligned}
 c_n &= \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m} \\
 &= a_n \exp[-j(\Delta\omega B_n T_c/2 + \phi)] \\
 &\quad \cdot \sin[\Delta\omega M T_c/2] / \sin[\Delta\omega T_c/2] \\
 B_n &= (2n+1)M+1
 \end{aligned} \tag{2-2}$$

従って、この相関信号のエネルギーEは、

$$\begin{aligned}
 E &= |c_n|^2 \\
 &= \{\sin[\Delta\omega M T_c/2]\}^2 / \{\sin[\Delta\omega T_c/2]\}^2
 \end{aligned} \tag{2-3}$$

となる。これより、単一の相関器から得た相関信号のエネルギーは周波数オフセット $\Delta\omega$ に応じて減少することが判る。

る)した場合、第k番目($k=1, \dots, L$)の部分相関器から出力される部分相関信号の値を c_{nk} とすると、
【数3】

【0042】一方、相関器をL等分(LはMの約数とす

$$\begin{aligned}
 c_{nk} &= \sum_{m=(k-1)M/L+1}^{kM/L} u_m r_{nM+m} \\
 &= a_n \exp[-j(\Delta\omega B_{nk} T_c/2 + \phi)] \\
 &\quad \cdot \sin[\Delta\omega M T_c/(2L)] / \sin[\Delta\omega T_c/2] \\
 B_{nk} &= \{2n + (2k-1)/L\} M + 1
 \end{aligned} \tag{2-4}$$

となる。このとき明らかに

【数4】

$$c_n = \sum_{k=1}^L c_{nk} \tag{2-5}$$

である。すなわち、各部分相関器から出力される部分相関信号の総和は単一の相関器から得られる相関信号に等しい。従って、相関器分割数 $L=3$ である図1においては、加算器52の出力は単一の相関器により得られる相

関信号と同一となる。

【0043】一方、各部分相関器から得られる部分相関信号の全エネルギー E_T は、

【数5】

$$\begin{aligned}
 E_T &= \sum_{k=1}^L |c_{nk}|^2 \\
 &= L \{\sin[\Delta\omega M T_c/(2L)]\}^2 / \{\sin[\Delta\omega T_c/2]\}^2
 \end{aligned} \tag{2-6}$$

となる。

【0044】ここで、式(2-3)及び式(2-6)を比較すると、単一の相関器と比較して、L等分した相関器を使用する場合は周波数オフセットの影響が $1/L$ 倍になることが判る。

【0045】図3に、 $M=63$ の場合の、単一の相関器と3等分した相関器から得られる相関信号のエネルギー

を $\Delta\omega=0$ の値で正規化したグラフを示す。図より、単一の相関器では出力が0となってしまう $|\Delta\omega|=2\pi/T_d$ の場合も、3等分した相関器を用いることにより、エネルギーの損失を僅かにとどめられることが判る。

【0046】従って、部分相関器から得られる各部分相関信号の絶対値の二乗の総和を用いることにより、単一

の相関器を用いた場合ではエネルギーの損失が大きくPN信号の初期捕捉が困難となる大きな周波数オフセットが存在する場合でも、初期捕捉が可能となる。

【0047】すなわち、相関器分割数 $L=3$ である図1においては、相関器34、36、38により、それぞれ部分相関を求め、その絶対値二乗和を絶対値二乗回路40、42、44および加算器46において計算することにより、式(2-8)に示した信号が得られる。そこで、この信号を基に、初期捕捉・同期追跡回路50においてPN信号の同期の初期捕捉及び追跡が行われ、シンボルクロックが生成される。そして、ラッチ54においてシンボルクロックに同期して加算器52の出力(すなわち、PN信号1周期に対する相関信号)をラッチすることにより、受信SS信号を逆拡散した信号が得られる。

【0048】このように、相関信号を分割して得ることにより、通常のデータ復調を行うだけでなく、周波数オ

$$\begin{aligned} Z_{nk} &= C_{nk} C_{nk-1}^* \\ &= \exp[-j \Delta \omega M T_c / L] \\ &\quad \cdot \{\sin[\Delta \omega M T_c / (2L)]\}^2 / \{\sin[\Delta \omega T_c / 2]\}^2 \end{aligned} \quad (3-1)$$

となる。ここで、“*”は複素共役を意味する。乗算出力 z_{nk} は、1シンボルのデータにつき $(L-1)$ 個が同時に得られる。すなわち、相関器分割数 $L=3$ である図1では、乗算器60および64において、2つの乗算出力 z_{n2} 、 z_{n3} が得られる。そして、誤差信号のSN比を

$$\begin{aligned} Z_n &= \sum_{k=2}^L z_{nk} \\ &= (L-1) \exp[-j \Delta \omega M T_c / L] \\ &\quad \cdot \{\sin[\Delta \omega M T_c / (2L)]\}^2 / \{\sin[\Delta \omega T_c / 2]\}^2 \end{aligned} \quad (3-2)$$

である。

【0053】そして、虚数部分分離回路69により、総和信号 Z_n の虚数部を誤差信号として出力する。すなわ

$$\begin{aligned} e_n &= -(L-1) \sin[\Delta \omega M T_c / L] \\ &\quad \cdot \{\sin[\Delta \omega M T_c / (2L)]\}^2 / \{\sin[\Delta \omega T_c / 2]\}^2 \end{aligned} \quad (3-3)$$

図4に、 $M=63$ 、 $L=3$ とした場合の $L(L-1)/M$ で正規化した誤差信号のグラフを示す。これより、上記の信号処理によって周波数オフセットの値に応じた誤差信号が得られることが判る。

【0055】ただし、誤差信号 e_n は、シンボル周期 T

フセットの大きい場合にもPN信号の同期捕捉を行うことが可能となる。

【0049】誤差信号の生成

次に、本実施例における周波数オフセットに応じた誤差信号の生成方法について述べる。

【0050】式(2-4)は、 L 等分した相関器のうち、隣接する2個の部分相関器から得られる部分相関信号間の位相差は $\Delta \omega M T_c / L$ となることを示している。従って、この位相差を検出することにより、周波数オフセットの大きさを求めることができる。

【0051】部分相関信号間の位相差の検出には遅延検波の原理が適用できる。すなわち、第 $(k-1)$ 番目 $(k=2, \dots, L)$ の部分相関器出力の複素共役と第 k 番目の部分相関器出力を乗算すればよい。この乗算出力の値を z_{nk} とすると

【数6】

向上させるため、加算器68において、これらの乗算出力を全て加算する。

【0052】この加算器68の出力である総和信号の値を Z_n とすると、

【数7】

40 ち、誤差信号の値 e_n は次式で与えられる。

【0054】

よごとに得られるので、ラッチ回路70において虚数部分分離回路69の出力を初期捕捉・同期追跡回路50から出力されるシンボルクロックでラッチすることにより最終的な誤差信号が得られる。

【0056】なお、上記実施例では相関器分割数 $L=3$

の場合を示したが、 L は2以上であればよい。また、一次変調方式としてBPSK変調を用いる場合を示したが、他の変調方式（例えばQPSK等）でもよい。

【0057】また、 A/D 変換のサンプリング周期はチップ間隔の整数分の1であってもよい。

【0058】変形例

総和信号 Z_n の位相角を誤差信号としても同様の効果が得られる。相関器分割数 $L=3$ の場合の構成の一例を図5に示す。図5においては、図1の虚数部分分離回路69に代え、位相角検出器80を採用している。位相角検出器80は、総和信号 Z_n の偏角（すなわち位相角）を抽出して出力する。従って、位相角検出器80の出力の値は

$$\arg Z_n = -\Delta\omega M T_c / L$$

となる。すなわち、図5の構成によっても周波数オフセット $\Delta\omega$ の値に応じた誤差信号を得ることができるため、図1の構成と同様の効果が得られる。

【0059】

【発明の効果】以上説明したように、本発明によれば、部分相関器を用いることにより、同一の部分相関器の出力によってPN信号の同期捕捉・追跡、AFC及びデータ復調の全てを行することができる。すなわち、データ復調とPN信号の同期捕捉・追跡用の相関器とAFC用の相関器が兼用できる。従って、受信機はAFC専用の相関器を必要としないため、回路構成が極めて単純であり、従って小形化・低消費電力化が容易である。

【図面の簡単な説明】

【図1】実施例の全体構成を示すブロック図である。

【図2】初期捕捉・同期追跡回路50における初期捕捉部の構成例を示すブロック図である。

【図3】相関信号エネルギーの周波数オフセット特性を示す図である。

【図4】部分相関器から生成される誤差信号の特性を示す図である。

【図5】変形例の全体構成を示すブロック図である。

【図6】従来のスペクトル拡散受信機の全体構成を示すブロック図である。

【図7】従来の準同期検波・AFC回路100の構成を示すブロック図である。

10 【図8】従来の誤差信号生成回路290の構成を示すブロック図である。

【図9】従来の誤差信号の特性を示す特性図である。

【符号の説明】

10、12 乗算器

14 VCO

16 $\pi/2$ 移相器

18、20 ローパスフィルタ

20、24 A/D 変換器

30、32 遅延回路

20 34、36、38 相関器

40、42、44 絶対値二乗回路

46、52、68 加算器

50 初期捕捉・同期追跡回路

56 復調処理回路

60、64、72 乗算器

62、66 共役演算器

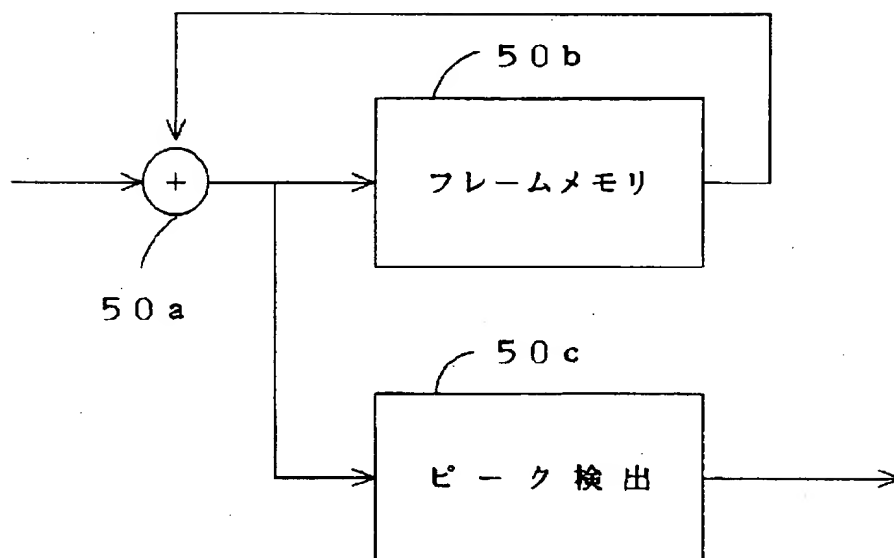
69 虚数部分分離回路

74 積分器

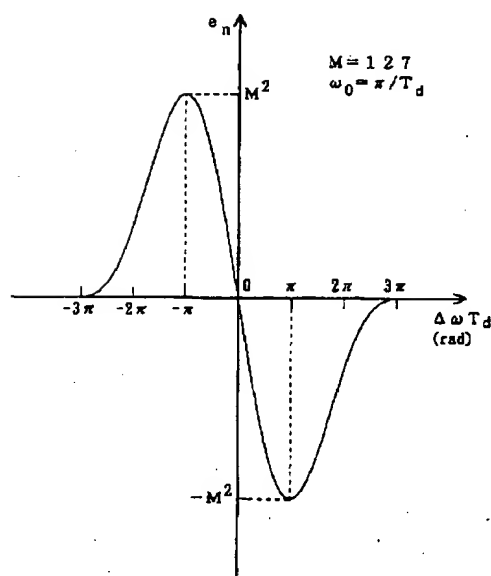
76 D/A 変換器

30 80 位相角検出器

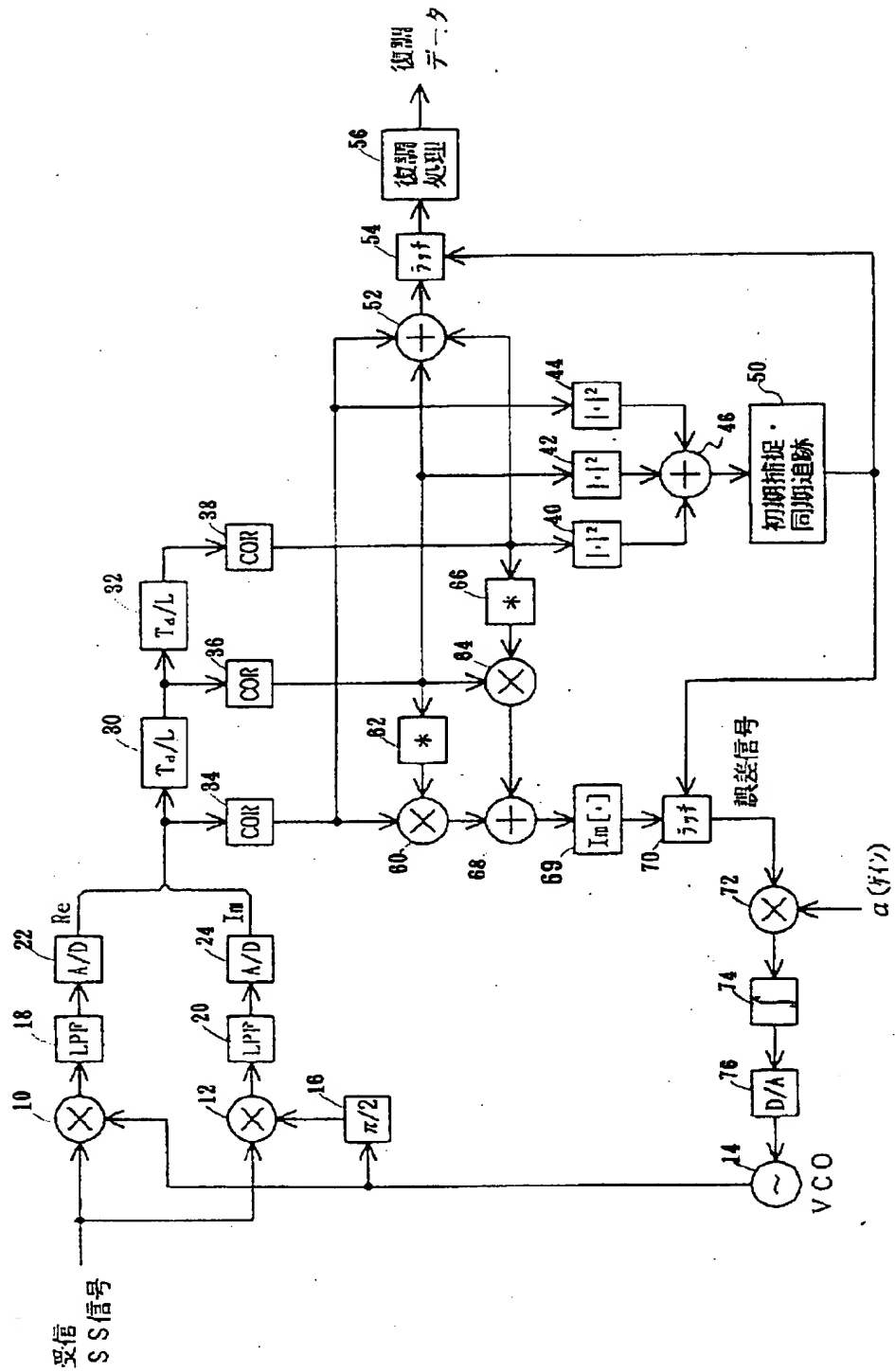
【図2】



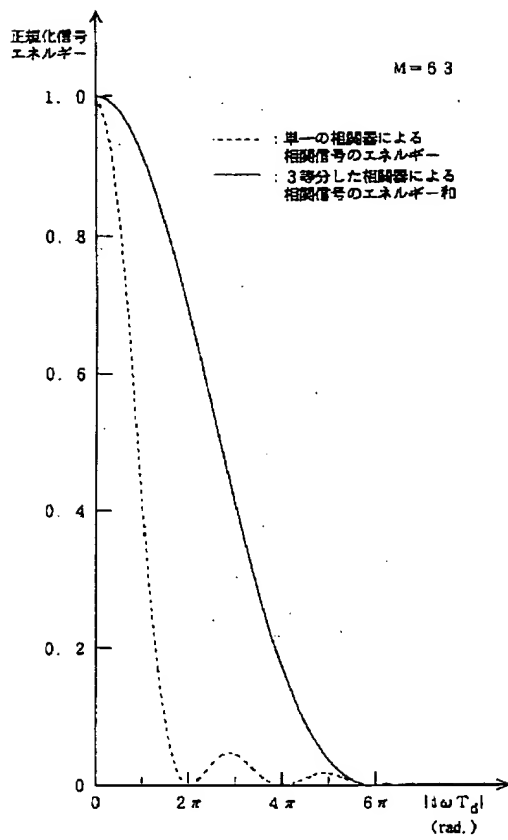
【図9】



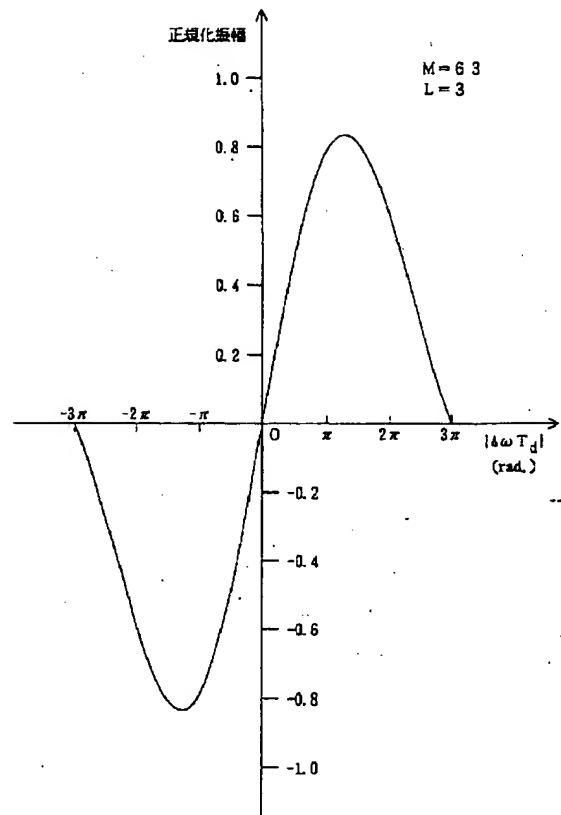
丁巳



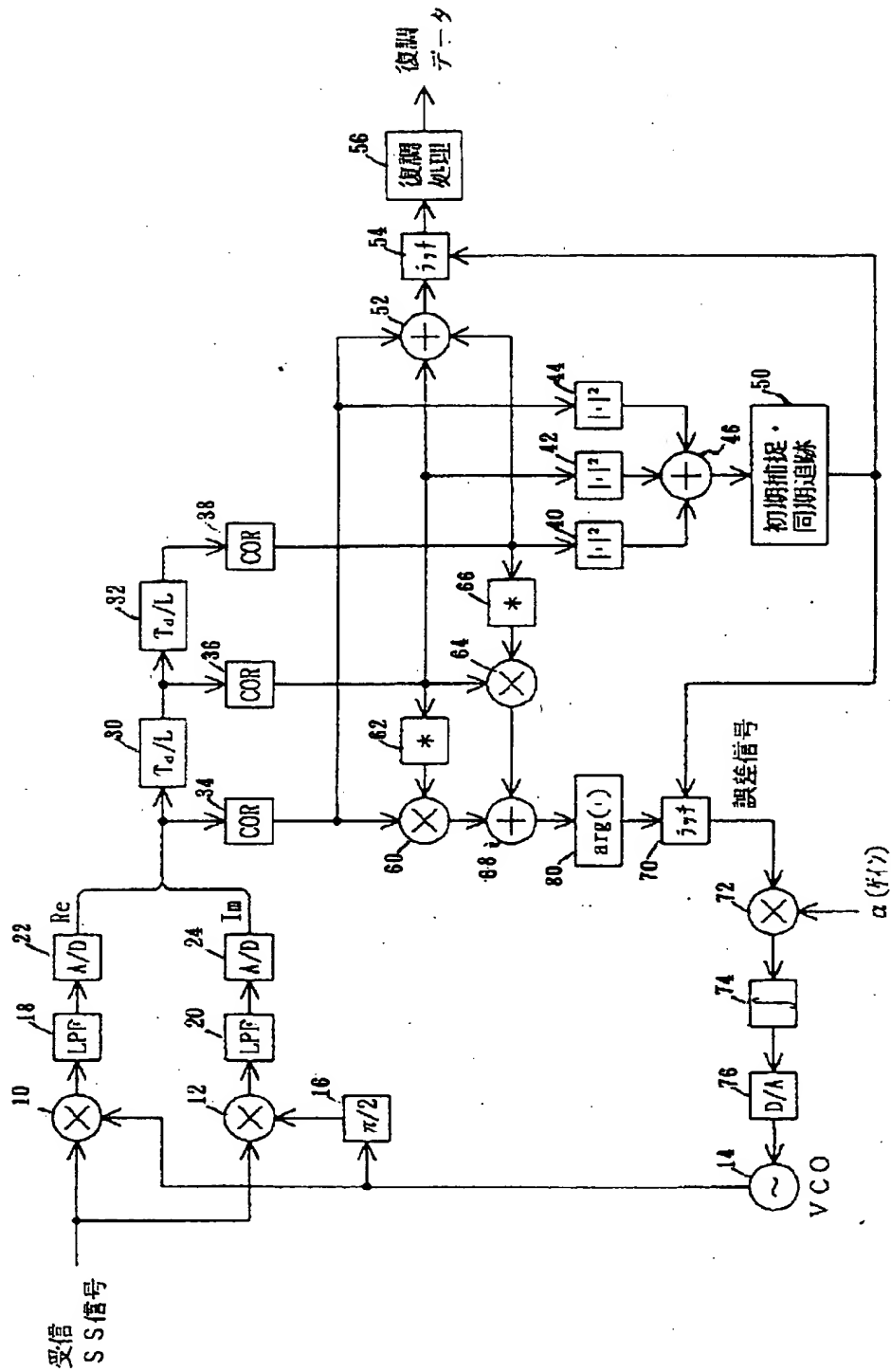
【図3】



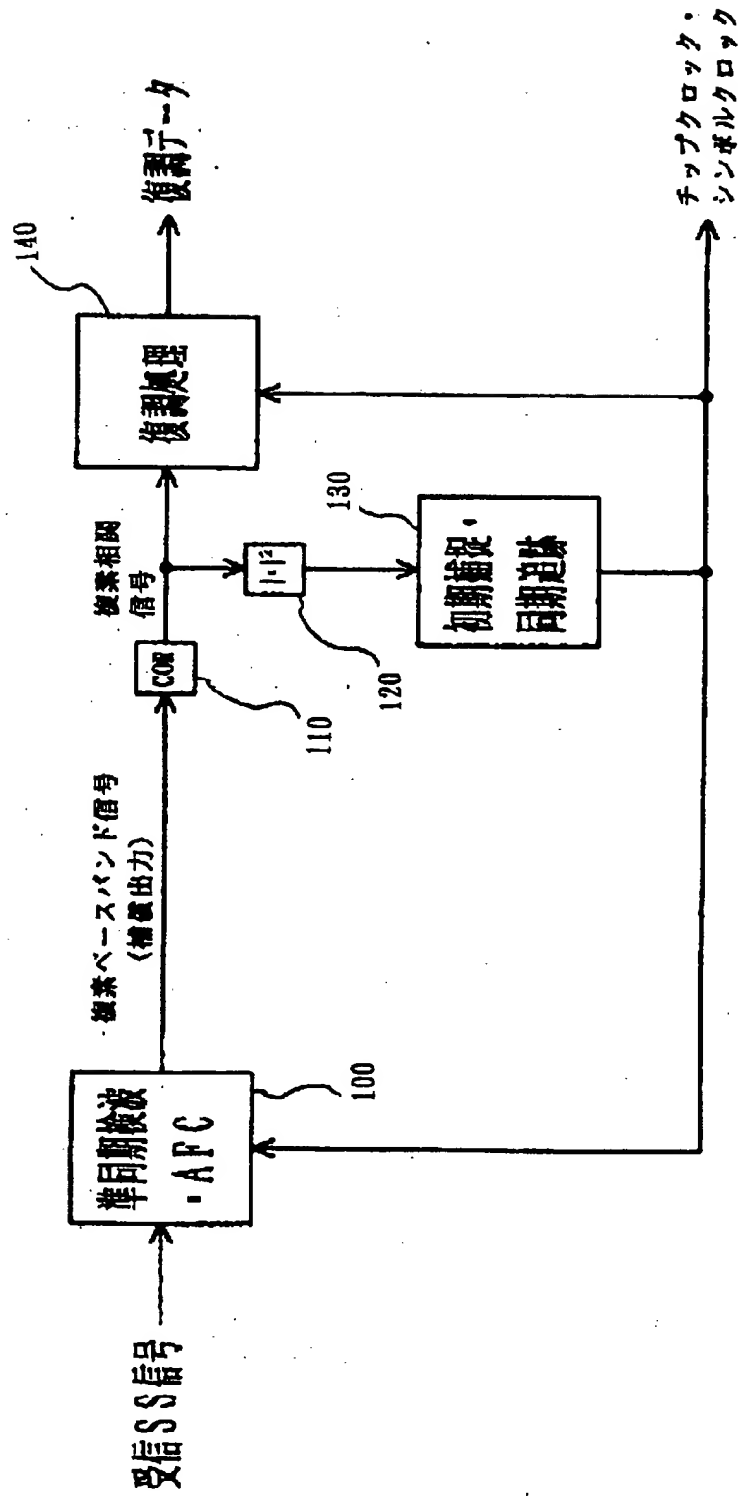
【図4】



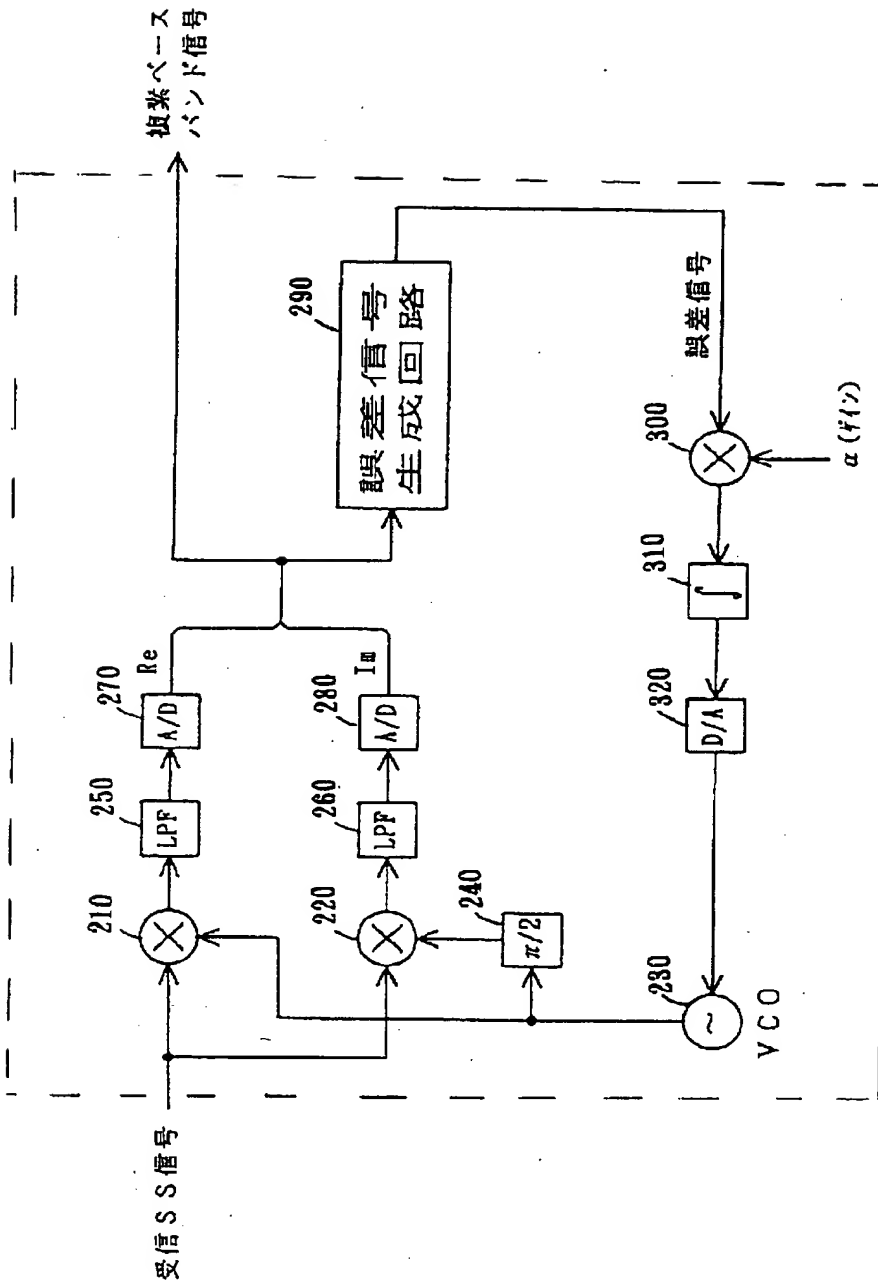
4



【図6】



【図7】



【図8】

